

MEDIDA DINÁMICA DE LA TRANSCONDUCTANCIA A TEMPERATURAS CRIOGÉNICAS EN TRANSISTORES E-pHEMT

Juan Luis Cano, Tomás Fernández, Eduardo Artal

juanluis.cano@unican.es, tomas@dicom.unican.es

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Avd. de los Castros s/n, 39005.

Abstract- This paper shows the transconductance behaviour of an Enhancement pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (E-pHEMT) when it is cooled to cryogenic temperatures. DC and RF transconductance values, as well as I/V curves, are extracted using pulsed measurement techniques from the device under test which is placed inside a Helium closed-cycle cryostat cooled down to 10 K. An increase in transconductance values, which can help to predict an amplifier oscillation, and a shift in threshold voltage (V_T) are shown. The obtained results allow a more accurate design of amplifiers, as well as to serve as a starting point for transistor modelling, under cryogenic operation.

I. INTRODUCCIÓN

Existen aplicaciones en las cuales las señales que se reciben son tan débiles que pueden quedar enmascaradas por el ruido generado por el propio sistema receptor, siendo necesario el enfriamiento de éste hasta temperaturas de unos pocos Kelvin para tratar de minimizarlo. Un claro exponente de estas aplicaciones es la radioastronomía, donde se vienen utilizando desde hace tiempo amplificadores enfriados como primera etapa de recepción. Por lo general, el proceso de diseño de estos amplificadores se basa en aplicar grandes márgenes de seguridad en las especificaciones, debido a la práctica inexistencia de modelos de comportamiento de los dispositivos de microondas a baja temperatura.

Debido al amplio uso de tecnologías criogénicas en radiotelescopios de todo el mundo desde hace años y, más recientemente, al impulso dado por las misiones científicas espaciales cuyo objetivo es medir la radiación de fondo cósmico (CMB) del universo, como las misiones COBE y WMAP de la NASA o la futura misión Planck de la ESA, ha surgido un creciente interés por el modelado de dispositivos de microondas a temperaturas criogénicas que permita un diseño fiable de los instrumentos de vuelo enfriados.

El transistor, como elemento principal de un amplificador y, dentro de éste, la transconductancia, como parámetro básico del mismo, es el objeto de estudio en este trabajo. Previamente a mostrar los resultados obtenidos, se van a presentar el dispositivo bajo estudio, la configuración del sistema de medida, y la técnica de medida pulsada, para finalizar con unas breves conclusiones.

II. TRANSISTOR PHEMT DE ENRIQUECIMIENTO

En este trabajo se estudia el transistor ATF-55143 de Agilent Technologies, el cual está indicado como dispositivo de bajo ruido para aplicaciones desde 450 MHz hasta 6 GHz con una $V_T = 0.3$ V, $V_{gs\ max} = 1$ V y una anchura total de puerta de 400 μm [1].

Los transistores de enriquecimiento, menos extendidos que los de depleción, presentan una ventaja fundamental frente a estos últimos: su tensión umbral es positiva, por lo que facilitan el diseño de circuitos, ya que únicamente necesitan una fuente de tensión para su alimentación.

III. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA DE MEDIDA

El sistema de criogenia se compone de una cámara de vacío, a la cual llega el dedo frío que está en contacto con el helio (temperatura de ebullición, $T_b = 4.22$ K), un compresor encargado de bombear el helio al interior del criostato y cerrar el circuito, y una bomba de vacío capaz de generar una presión de 10^{-4} mbar en el interior de dicha cámara. El dedo frío posee un sistema de fijación al mismo mediante rosca, lo cual asegura un buen contacto para un correcto enfriamiento de la muestra.

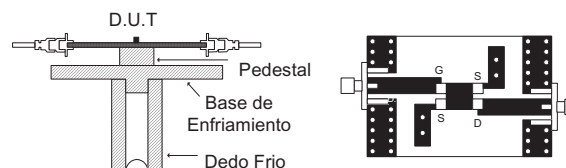


Fig. 1. Montaje en el interior del criostato (cámara de vacío).

El transistor se ha montado sobre un sustrato de tipo GML1000 ($\epsilon_r = 3.2$, $H = 30$ mils) con conectores SMA y múltiples pasos a masa que facilitan la transmisión del frío desde el pedestal hasta el dispositivo bajo estudio. Las dimensiones de las líneas de acceso al dispositivo no son relevantes pues se realizan medidas en continua.

Para asegurar un adecuado camino térmico desde el dedo frío hasta el transistor con el mínimo gradiente de temperatura se ha diseñado una base de enfriamiento que permite fijar mediante atornillamiento los circuitos bajo estudio. Asimismo se ha utilizado un pedestal diseñado para

evitar que los conectores del PCB impidan el contacto del plano de masa del sustrato con la base de enfriamiento. Tanto la base de enfriamiento como el pedestal han sido realizados con cobre OFHC (Oxygen Free High Conductivity) lo que asegura una adecuada conductividad tanto térmica como eléctrica a la vez que presenta una mayor resistencia a la oxidación.

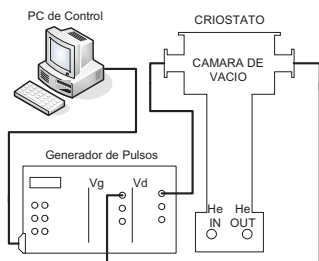


Fig. 2. Configuración del banco de medida.

Para realizar la medida pulsada se dispone de un generador de pulsos conectado a un ordenador para su control. El generador de pulsos es el encargado de generar las señales necesarias para la toma de medidas, tanto señales de DC como pulsos de RF, y medir las respuestas del dispositivo ante estos estímulos. La conexión entre el generador de pulsos y el circuito a medir se realiza directamente mediante cables de RF ya que el transistor se alimenta por sus terminales de puerta y drenador.

IV. MEDIDA PULSADA

Por lo general, la caracterización de un transistor incluye tanto medidas I/V en continua como la extracción de parámetros a partir de medidas de parámetros de Scattering en la banda de interés. En cambio, si se quiere hacer un completo modelado del dispositivo, es necesario recurrir a medidas pulsadas del transistor, ya que permiten poner de manifiesto los efectos de segundo orden (dispersión frecuencial, dispersión debida al punto de polarización, etc.) que modifican el comportamiento de la fuente de corriente I_{ds} , los cuales no se pueden observar con las anteriores medidas.

Para la realización de estas medidas se dispone de un sistema de medida pulsada desarrollado dentro del departamento, el cual responde al siguiente esquema [2].

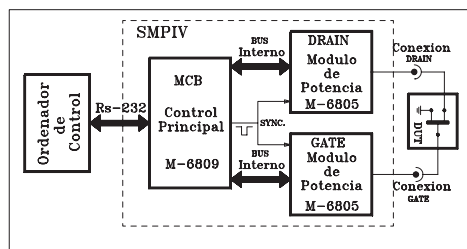


Fig. 3. Diagrama de bloques del sistema de medida pulsada I/V.

Este sistema es capaz de generar tensiones positivas o negativas tanto en el terminal de drenador como en el de puerta. De esta forma permite trabajar en los cuatro cuadrantes, pudiendo observar diferentes características en transistores de deplexión y de enriquecimiento.

Durante el proceso general de medida pulsada el sistema primeramente aplica un pulso en el terminal de puerta de forma que se selecciona una curva con V_{gs} constante y a continuación se genera un pulso en el terminal de drenador hasta alcanzar el punto de polarización deseado. A la hora de retirar los pulsos se suprime primero la excitación en drenador. Con esta estrategia de medida se evita el calentamiento innecesario del transistor pues éste solo conduce en el momento de tomar la medida.

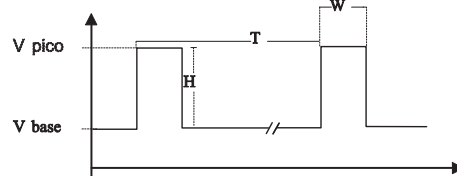


Fig. 4. Representación de un pulso de tensión.

En la Fig. 4 se puede ver la forma general de un pulso emitido por el sistema. Si se calcula la transformada de Fourier del anterior pulso y se extrae su componente de continua se obtiene la siguiente expresión.

$$V_{DC} = V_{base} + \frac{HW}{T} \quad (1)$$

Para evitar que la tensión de polarización del transistor se vea afectada por la amplitud del pulso, necesaria para la caracterización del dispositivo, es necesario minimizar el segundo término de la ecuación (1). Esto se consigue haciendo que el duty-cycle del pulso (W/T) sea del orden de 10^{-3} .

El sistema de medida pulsada disponible es capaz de realizar los siguientes tipos de medidas: medida de la fuente de corriente en régimen estático (DC), medida de dicha fuente en régimen pulsado a partir de un punto de trabajo, medida multibias de esta fuente en régimen pulsado, y medida de la transconductancia del transistor tanto en régimen estático como pulsado.

A. Medida de I_{ds} en régimen estático (DC)

Para la toma de medidas en régimen estático el sistema genera un pulso con las características $V_{pico} = V_{base} = V_{DC}$ y mide, tras un tiempo de estabilización de la medida, la corriente $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ como respuesta a dicho pulso.

B. Medida de I_{ds} en régimen dinámico (pulsada)

Esta medida permite caracterizar el comportamiento de la fuente de corriente en condiciones de trabajo semejantes a las correspondientes a alta frecuencia. Se puede comprobar como, a partir de unos cientos de KHz, los efectos de carácter frecuencial de segundo orden ya han alcanzado el valor estacionario, es decir, el valor observable a frecuencias de GHz.

En este caso, la estrategia a seguir consiste en generar pulsos de anchura mínima (en torno a 1 μ seg) con tiempos de subida extremadamente cortos (~ 100 nseg). De esta forma se puede medir la corriente en puntos dinámicos de V_{gs} y V_{ds} a partir de un punto de polarización V_{gsc} y V_{dsc} .

C. Medida de I_{ds} pulsada multibias

Este tipo de medida está encaminada a poner de manifiesto la dispersión debida al punto de polarización de

partida que se toma en la medida pulsada anterior. Los resultados obtenidos corresponden a $I_{ds}(V_{gsc}, V_{dsc}, V_{gs}, V_{ds})$.

D. Medida de la transconductancia

Existen dos formas de obtener el valor de la transconductancia, las cuales coinciden con las dos zonas frecuenciales de utilización del dispositivo: DC y RF. Para el cálculo de gm_{DC} se toman las variaciones de la corriente medida en régimen estático y se dividen entre el incremento de la tensión de continua aplicada. En cambio, para la obtención de gm_{RF} , se calcula, de forma incremental, el valor de la corriente que se obtiene como resultado de un pequeño incremento de V_{gs} , manteniendo constante la tensión de polarización en el drenador, V_{dsc} . Este último valor de transconductancia ha de coincidir con el que se extrae de las medidas de parámetros de Scattering a través de los procesos conocidos de modelado lineal [3].

V. RESULTADOS OBTENIDOS

La medida del dispositivo se ha realizado a diferentes temperaturas: 10 K, 40 K, 77 K, 125 K, 200 K y 295 K. Estas temperaturas se registran en un sensor ubicado en contacto directo con el dedo frío. Como se ha mostrado en la Fig. 1, el transistor bajo estudio está dentro del camino térmico que forman la base de enfriamiento, el pedestal y la conexión a masa del transistor, que conecta el plano de masa al terminal de fuente del mismo. Aunque existe un gradiente de temperatura entre el dedo frío y el transistor, éste es menor de 3 K, para $T = 10$ K, y menor de 1 K en los otros casos.

Los resultados obtenidos pueden dividirse en dos grupos: los efectos observados en las curvas de continua del transistor, y la variación en el comportamiento de la transconductancia, objetivo de este trabajo.

A. Curvas de DC estáticas bajo condiciones criogénicas

En la siguiente figura pueden verse las curvas de continua del transistor bajo estudio a temperatura ambiente (295 K).

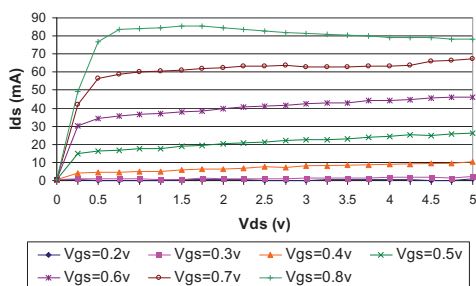


Fig. 5. Característica I_{ds} vs. V_{ds} estática a temperatura ambiente.

Es de reseñar como, en la medida en régimen estático, se ponen de manifiesto algunos efectos como la aparición de una zona de pendiente negativa para altos valores de corriente. Esto puede ser debido a efectos de auto calentamiento del transistor [4].

Como se muestra en la Fig. 6, al enfriar el transistor se produce una acusada disminución de la corriente en el dispositivo para un valor de polarización determinado. Este comportamiento se debe al aumento de la resistencia del

canal del transistor con la disminución de la temperatura, como consecuencia de la disminución de la concentración de portadores [5].

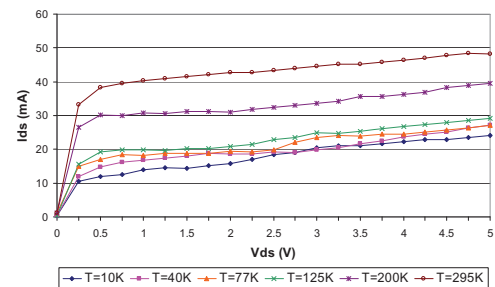


Fig. 6. Evolución de I_{ds} vs. V_{ds} con la temperatura para $V_{gs} = 0.6$ V.

Junto con este hecho, el efecto más notable debido a la disminución de la temperatura, desde el punto de vista de diseño, es la variación de la tensión umbral del transistor, V_T . Como se puede apreciar en la Fig. 7, la tensión umbral, obtenida a partir de los resultados de DC, sigue una variación lineal en función de la temperatura.

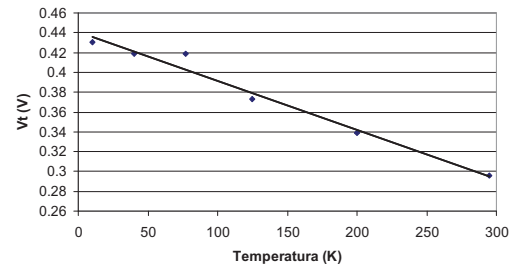


Fig. 7. Variación de V_T con la temperatura para $V_{ds} = 2$ V.

Esta variación lineal se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$V_T(T) = V_{T0} + \alpha \cdot (T_0 - T) \quad (2)$$

Donde, V_{T0} es la tensión umbral en Voltios a la temperatura ambiente, T_0 es la temperatura ambiente en Kelvin, y α es un parámetro de ajuste que, en este caso, toma el valor $5 \cdot 10^{-4}$.

Esta variación en la tensión umbral es fácilmente comprensible si se tiene en cuenta que al disminuir la temperatura aumenta la anchura de la banda prohibida del semiconductor (AsGa en este caso), siendo necesario un mayor aporte de energía, en forma de tensión, para iniciar el proceso de conducción.

B. Curvas de DC dinámicas bajo condiciones criogénicas

Las curvas de DC dinámicas presentan un comportamiento cualitativamente similar a las curvas estáticas en función de la temperatura.

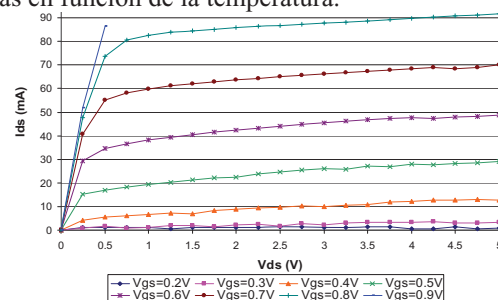


Fig. 8. Característica I_{ds} vs. V_{ds} dinámica a temperatura ambiente.

El único aspecto diferente se debe a la ausencia de una zona de pendiente negativa en la medida a temperatura ambiente. Esto es debido a la utilización de pulsos de muy corta duración durante el proceso de medida, los cuales evitan que el transistor se auto caliente.

C. Transconductancia de DC y RF

La primera característica a tener en cuenta en las curvas de transconductancia a temperatura ambiente, independientemente de que sea de DC o de RF, y que diferencia a los transistores HEMT de los FET, es la existencia de un punto de compresión de la transconductancia, intrínseco a su configuración de heteroestructura, a partir del cual el valor de ésta disminuye. En los transistores FET, llegados a este punto, los valores permanecen prácticamente constantes.

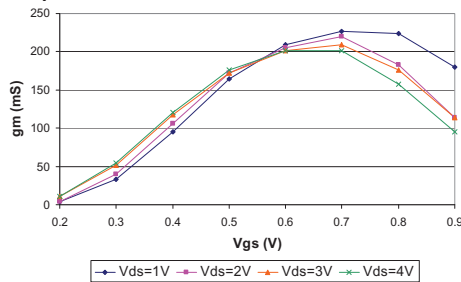


Fig. 9. Transconductancia de DC a temperatura ambiente.

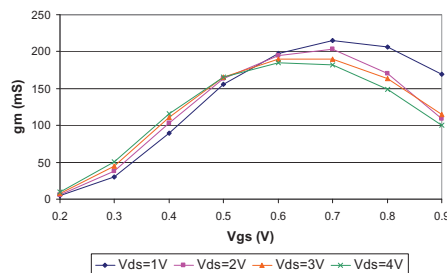


Fig. 10. Transconductancia de RF a temperatura ambiente.

A la vista de las Figs. 9 y 10 se puede apreciar que los valores de la transconductancia de DC son mayores que los de RF. Esto es debido a la existencia de estados trampa resultado del proceso de fabricación del dispositivo [6]. A frecuencias de microondas el rápido cambio de la señal de entrada impide que los portadores atrapados participen en el proceso de conducción de corriente.

Cuando se enfría el dispositivo se aprecia un desplazamiento del punto de compresión de la transconductancia, desapareciendo a temperaturas muy bajas.

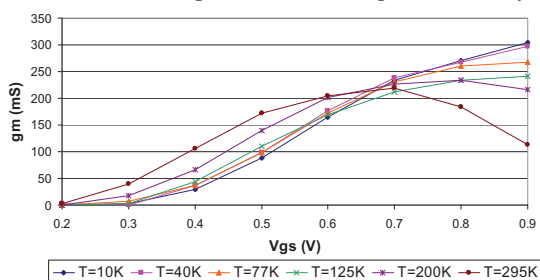


Fig. 11. Evolución de la transconductancia de DC ($V_{ds} = 2$ V).

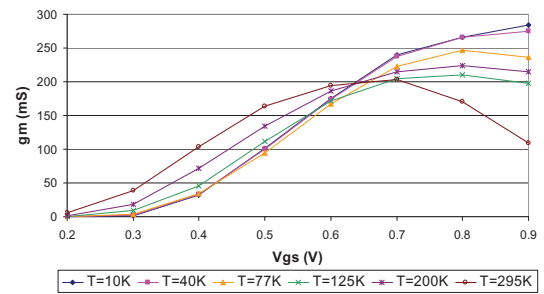


Fig. 12. Evolución de la transconductancia de RF ($V_{ds} = 2$ V).

Finalmente, el efecto más significativo que produce el enfriamiento en el transistor es el aumento del valor de la transconductancia, lo que puede originar la inestabilidad del amplificador diseñado. Este hecho es comúnmente atribuido al aumento en la movilidad de los portadores ya que, a medida que disminuye la temperatura, el tiempo entre choques de los portadores (tiempo de relajación) aumenta, facilitándose así el libre movimiento de éstos.

VI. CONCLUSIONES

En este documento se han presentado los resultados obtenidos tras enfriar, hasta temperaturas criogénicas, un transistor HEMT de enriquecimiento. Desde el punto de vista de diseño dos son las grandes conclusiones que se pueden extraer: un aumento significativo de la tensión umbral del dispositivo, que en este caso supera el 30% a la temperatura más baja, y un incremento apreciable de la transconductancia del transistor, relacionada con el aumento en la movilidad de los portadores. Este último aspecto es de gran importancia durante el proceso de diseño de amplificadores pues puede derivar en inestabilidades del sistema no presentes a temperatura ambiente.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha realizado gracias a la ayuda del Ministerio de Educación y Ciencia, Plan Nacional de I+D+I, Programa Nacional de Espacio, proyecto ESP2004-07067-C03-02 y a la beca FPI de referencia BES-2005-6730.

REFERENCIAS

- [1] ATF-55143 Data Sheet. www.avagotech.com
- [2] Tomás Fernández, "Estudio del comportamiento dinámico y modelado gran señal de dispositivos GaAs MESFET para comunicaciones en tecnología monolítica", Tesis Doctoral. Universidad de Cantabria. Enero 1996.
- [3] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, No.7, pp.1151-1159, July 1988.
- [4] L. Selmi and B. Riccò, "Modeling Temperature Effects in the DC I-V Characteristics of GaAs MESFET's", *Trans. Electron Devices*, Vol. 40, pp. 273-277, Feb. 1993.
- [5] J.M. Ruiz, G.L. Araujo, G. Sala, "Física de los dispositivos electrónicos", Servicio de Publicaciones de la E.T.S.I. Telecomunicación (Universidad Politécnica de Madrid), Vol. I, pp. 51-52. 1982. ISBN 84-7402-127-8.
- [6] P. H. Ladbroke, S. R. Blight, "Low-frequency dispersion of Transconductance in GaAs MESFET's with Implications for other Rate-Dependent Anomalies", *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol 35, pp. 257-267, Mar. 1988.